

[自控·检测]

DOI:10.3969/j.issn.1005-2895.2016.02.011

多相感应电机任意非正弦气隙磁密的磁动势分析与应用

梅泽挺, 蔡卓剑, 赵荣祥

(浙江大学电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘要:多相感应电机转矩密度的提高依赖于非正弦气隙磁密行波的合理构建,由于传统的电流相位、幅值控制策略无法给出期望的非正弦磁密行波,因此文章研究了控制多相感应电机定子相电流中基波和谐波幅值、相位、频率的大小来构建期望的气隙磁密波形的办法。首先基于单根载流导体产生的气隙磁动势波形,推导了任意相数、不对称、包含任意高次谐波电流波形激励的具有典型绕组结构的多相感应电机的磁动势分布表达式。根据以上磁动势分析结论,多相电机可通过变电流相序变极。针对气隙磁密行波逼近方波波形的案例,根据所提出的磁动势分析方法分析和预测了理想空载励磁电流的波形。将预测波形和方波供电下的励磁电流波形进行了比较,从FFT分析结果来看,仍需微调各次谐波电压相位,从而实现各次电流相位完全一致。

关键词:多相电机;磁动势分析;任意波形的磁场行波;气隙磁密波形

中图分类号:TM343.2

文献标志码:A

文章编号:1005-2895(2016)02-0049-07

MMF Analysis and Application for Arbitrary Air-Gap Flux Density in Multiphase Induction Machines

MEI Zeting, CAI Zhuojian, ZHAO Rongxiang

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Torque density enhancement of multiphase induction machines (MIMs) depends on the reasonable construction of non-sinusoidal air-gap flux density travelling waveform. Due to the defect of traditional strategy with amplitude and phase shifts control of phase currents which can't yield the desirable flux density travelling waveform, the method was found to control the phase shifts, amplitude, frequencies of phase currents. MMF distribution expressions of MIMs with typical winding structure and arbitrary phase number based on the MMF waveform produced by one current-carrying conductor was derived. Phase currents were unsymmetrical and contain arbitrary higher harmonics. According to the conclusions from MMF analysis of MIMs above, the pole pairs of MIMs could be controlled by phase shift between adjacent phases. In the case study of the air-gap flux density wave approaching square wave, the magnetizing current wave was analyzed and predicted in the light of the method of MMF analysis. It is found that phase shifts of voltage harmonics should be finely tuned, so that the current harmonics are in phase with each other in terms of FFT analyzed results from the comparison of predicted wave with the magnetizing current wave under square wave voltage power supply.

Key words: multiphase induction machines; magnetic motive force (MMF) analysis; travelling wave with arbitrary waveform; flux density wave in the air gap

收稿日期:2015-08-26;修回日期:2015-09-22

基金项目:高等学校博士学科点专项科研基金博导类自主课题(20120101110113)。

作者简介:梅泽挺(1991),男,湖北红安人,硕士研究生,主要研究方向为电机建模机理分析、感应电机控制、电力电子。E-mail:meizeta@zju.edu.cn 通信作者:赵荣祥(1962),男,教授,主要从事变频调速系统、电力电子技术应用等方面的研究。E-mail:rongxiang@zju.edu.cn

自1980年以来,多相感应电机的研究便成为电机方向的一个研究热点。随着功率电子学、微控制器和电机基本理论的快速发展,这一研究趋势得以加强。特别是现在电力电子变换技术可以给电机提供可变频率、幅值、相位的供电电源,因此电机的相数可以不受三相电网的约束。研究表明,多相电机相对于三相电机,优势在于:拥有更小的脉动转矩幅值、更高的转矩脉动频率、更好的容错能力和更高的工作效率。据报道,多相电机已经在舰船推进,机车牵引,更加“电气化”的航天器方面找到了用武之地^[1-2]。

20世纪90年代,LIPO等学者发现多相电机除了使气隙磁密逼近正弦波形以外,还可以利用低次谐波电流注入使气隙磁场波形为非正弦,从而提高电机的转矩密度。这一现象引起了很多电机学者的兴趣。之后,TOLIYAT等学者对这一发生在集中整距绕组电机中的现象进行了深入分析和研究^[3-4]。

在文献[5-7]中,绕组函数作为电机磁动势分析和电机参数计算的强有力工具。早期电机研究学者们将这种方法用于电机绕组的优化设计以及噪声与振动分析^[8-10]。

目前多相感应电机磁动势的分析工作的局限在于励磁电流为具体的电流波形(基波+三次谐波,相与相之间的相位差固定),没有给出多相电机磁动势分析的完整分析过程以及量化结果。本文从最基础的单根载流导体产生的磁动势波形开始分析,直至得出具有典型绕组结构的感应电机所有相绕组合成的总磁动势表达式。在磁路B-H曲线为非线性的情况下,磁动势波形和磁密波形并不完全相似,传统的方法并没有给出气隙磁密为非正弦波形时相电流的基波、谐波幅值和相位之间的量化关系。文章在研究了任意形状的行波的基础上,提出了控制多相电机定子各相相电流的基波和谐波幅值、相位和频率的大小来构建期望的气隙磁密波形的方法。最后,基于上述分析结果,预测了气隙磁密逼近方波时电流的波形,并将其与方波供电下的励磁电流波形进行了比较。从FFT分析结果来看,方波供电下的励磁电流波形已经比较接近理想电流波形。

1 多相感应电机的磁动势分析

1.1 多相感应电机磁动势分析基础

在对多相感应电机进行磁动势分析之前,首先要做一些基本假设^{[7]28}。基于磁场的安培定律,高斯定理,D. W. Novotny推导出了沿着定、转子圆周任意分布的载流绕组(如图1(a)所示,其中 R_s, R_r 为定子内半径和转子外半径)。在电机气隙中产生的磁动势波形,有

$$F(\Phi) = (n(\Phi) - \langle n(\Phi) \rangle) i(t) = N(\Phi) i(t), \tag{1}$$

$$\langle n(\Phi) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} n(\Phi) d\Phi. \tag{2}$$

式中: $i(t)$ 为电流随时间变化的函数; Φ 为沿着圆周的机械角度,且 $\Phi \in (0, 2\pi)$; $N(\Phi)$ 被称为绕组函数; $n(\Phi)$ 为匝数函数,可以用数导体的方法来确定^[11]。

当然,可以将绕组函数用来确定任意节距的载流线圈产生的磁动势波形 $F_{12}(\Phi)$,即

$$F_{12}(\Phi) = \frac{2N_c i(t)}{\pi} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \sin(v \frac{\alpha}{2}) \cos v\Phi = \begin{cases} N_c i(t) (1 - \frac{\alpha}{2\pi}), & 0 \leq \Phi < \alpha, \\ -N_c i(t) \frac{\alpha}{2\pi}, & \alpha < \Phi < 2\pi. \end{cases} \tag{3}$$

式中: N_c 表示单个线圈边所包含的匝数, α 为线圈的节距,用弧度表示。公式(3)的Fourier级数和原函数在不同的情况下可以选择性使用,其原函数如图1(b)所示。

根据绕组函数,可以得到单根载流导体产生的气隙磁动势波形:

$$f(\Phi) = \frac{N_c i(t)}{\pi} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \sin v\Phi. \tag{4}$$

公式(4)的原函数如图1(c)所示。

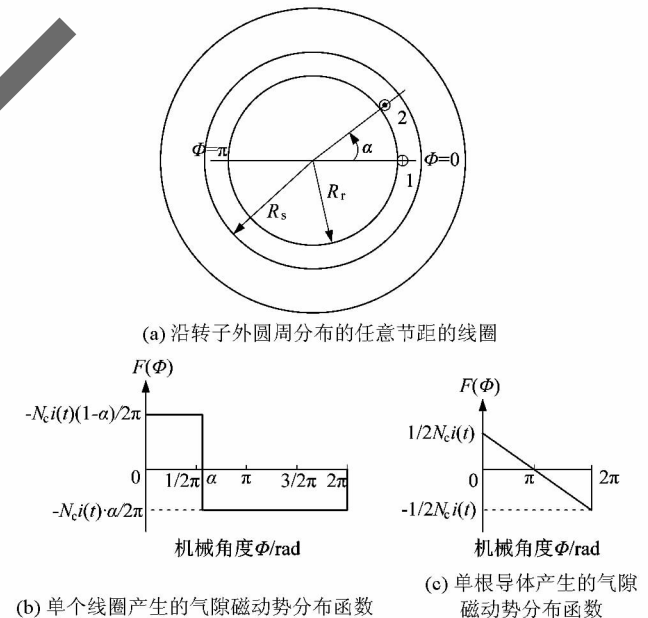


图1 电机圆周任意节距载流线圈分布图及其磁动势分布波形

Figure 1 Distribution diagram of arbitrary pitch current-carrying coil around motor periphery and MMF distribution wave

1.2 只考虑基波电流作用时的磁动势分析

由于多相电机的磁动势分析方法是建立在深入挖掘三相电机绕组结构的数学特点的基础之上,在对多相电机的磁动势进行分析之前,先熟悉一下三相电机的典型绕组结构。如图2所示,三相电机的绕组结构是典型的双层、短距、分布式绕组结构。表1所示为定子槽号的分配情况。在图2中,定子拥有24槽,4极,分布式线圈个数 $q=2$,短距线圈都拥有 $\tau_s=5$ 槽(整距 $\tau_t=6$), \otimes 和 \odot 表示电流流入导体的方向是指向纸面内还是纸面外。绕组圆图相对于绕组平面展开图的优势是可以看出绕组结构的数学特点,便于做抽象的数学分析。槽中的每根导体含有 N_c 匝,具有典型绕组结构的感应电机的定子槽数应该满足

$$Z = 2npq. \quad (5)$$

式中: Z 代表定子槽数目; n 代表定子相数; p 代表极对数; q 代表分布式线圈的个数。

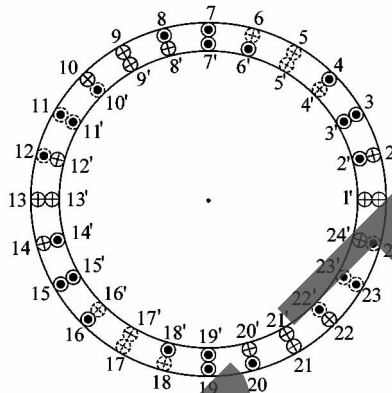


图2 具有双层短距分布式绕组结构的三相感应电机

Figure 2 Three phase induction machines with double-layer and short-pitched distributed windings

表1 定子槽号分配表

Table 1 Distribution table of stator slots number

级对数	定子槽号					
	A相	Z相	B相	X相	C相	Y相
第1对极	1,2	3,4	5,6	7,8	9,10	11,12
	24',1'	2',3'	4',5'	6',7'	8',9'	10',11'
第2对极	13,14	15,16	17,18	19,20	21,22	23,24
	12',13'	14',15'	16',17'	18',19'	20',21'	22',23'

磁动势分析将会首先从线圈组的 q 个载流线圈开始,有

$$H_i(\Phi) = \frac{2N_c i(t)}{\pi g_e} \sum_v \frac{1}{v} \sin(v \frac{\alpha_{y1}}{2}) \times \cos v(\Phi - (i-1)\Phi_1). \quad (6)$$

式中: $H_i(\Phi)$ 表示一相绕组线圈组中的第 $i(i=1,2,\dots,q)$ 个载流线圈产生的磁场强度; α_{y1} 表示机械短距角度; $\Phi_1=2\pi/Z$ 为槽距角; g_e 表示等效气隙长度。由式(6)可得线圈组的总磁动势为

$$H_{N/S}(\Phi) = H_1(\Phi) + H_2(\Phi) + \dots + H_q(\Phi) = \frac{2N_c q i(t)}{\pi g_e} \sum_v \frac{1}{v} \sin(v \frac{\alpha_{y1}}{2}) \frac{\sin vq \frac{1}{2} \Phi_1}{q \sin v \frac{1}{2} \Phi_1} \times \cos v(\Phi - (q-1)\frac{1}{2}\Phi_1). \quad (7)$$

式中 $H_{N/S}(\Phi)$ 代表了一相的一个线圈组所产生的总磁动势。他的物理意义是代表着一相载流绕组产生一个等效的N/S极。

当涉及到一相绕组的磁动势分析时,引入变量 β 取代 $\Phi - \frac{1}{2}(q-1)\Phi_1$,则一相绕组的磁动势 $H_{ph}(\Phi)$ 的分布表达式为

$$H_{ph}(\Phi) = \frac{2qN_c i(t)}{\pi g_e} \sum_v \frac{1}{v} \sin(v \frac{\alpha_{y1}}{2}) \frac{\sin vq \frac{1}{2} \Phi_1}{q \sin v \frac{1}{2} \Phi_1} \times [\cos v\beta - \cos v(\beta - \alpha_y) + \cos v(\beta - 2\alpha_y) - \dots - \cos v(\beta - (2p-1)\alpha_y)]. \quad (8)$$

式中: $\alpha_y = \pi/p$ 是整距线圈的机械角度。重新整理式(8),简化可得

$$H_{ph}(\Phi) = -\frac{4pqN_c i(t)}{\pi g_e} \sum_v \frac{1}{v} \sin(v \frac{\alpha_{y1}}{2}) \sin(v \frac{\alpha_y}{2}) \times \frac{\sin vq \frac{1}{2} \Phi_1}{q \sin v \frac{1}{2} \Phi_1} \frac{\sin vp\alpha_y}{p \sin v\alpha_y} \sin(v(\beta - (p - \frac{1}{2})\alpha_y)). \quad (9)$$

从相绕组的磁动势表达式可以看出:

- 1) 在相绕组的磁动势中只有 p 的奇数倍的极对数存在;
- 2) 短距系数和分布系数都存在于相绕组的磁动势中。

最后,分析由定子所有的相绕组产生的总的磁动势分布。假设电流为只有对称的正序基波分量,则有

$$H_n(\Phi) = \frac{4pqN_c \sqrt{2}I}{\pi g_e} \sum_{v=rp} \frac{1}{v} \sin(v \frac{\alpha_{y1}}{2}) \frac{\sin vq \frac{1}{2} \Phi_1}{q \sin v \frac{1}{2} \Phi_1} \times [\sin(\omega_e t + \varphi) \cos v\beta + \sin(\omega_e t - \frac{1}{n}2\pi + \varphi) \cos v(\beta -$$

表4 5倍基频激励产生的多相感应电机磁动势行波谐波分布

Table 4 MMF travelling wave harmonics distribution produced by 5 times fundamental frequency current excitation

5相			7相			9相		
极对数	幅值	速度	极对数	幅值	速度	极对数	幅值	速度
3p	-1	5 $\omega_c/3p$	3p	-1	5 $\omega_c/3p$	3p	-1	5 $\omega_c/3p$
7p	-3/7	-3/7	11p	-3/11	-3/11	15p	-3/15	-3/15
13p	3/13	3/13	17p	3/17	3/17	21p	3/21	3/21
17p	3/17	-3/17	25p	3/25	-3/25	33p	3/33	-3/33
23p	-3/23	3/23	31p	-3/31	3/31	39p	-3/39	3/39
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

在表3~4中,磁动势谐波的幅值和速度大小都选取相对于工作极对数的磁动势的幅值和速度大小,最低次的磁动势的极对数为3p,它是工作极对数,幅值分别为 $2\sqrt{2}qN_c I_3/3\pi g_e$, $2\sqrt{2}qN_c I_5/3\pi g_e$ 。I₃, I₅分别是3,5次正弦电流谐波的有效值。表3~4表明,磁动势谐波的旋转速度等于电流频率/极对数,可以通过控制相电流的频率和工作极对数来控制磁动势谐波的旋转速度,同时,磁动势谐波的极对数只与相数以及相邻相电流之间的相位差有关。

1.4 不对称多相电流情形下的磁动势分析

当相电流的基波分量不对称时,意味着相邻相电流的相位差不全是 $2\pi h/n$, $h=0,1,2,\dots,n-1$ 。相电流幅值不全相等,这时可以使用多相对称变换来解决电流不对称的问题^[12-13]。

表5 多相感应电机相电流不同相序时的磁动势分布

Table 5 MMF travelling wave harmonics distribution produced by phase currents with different phase sequences

5相(2 $\pi/5$)		5相(6 $\pi/5$)		7相(2 $\pi/7$)		7相(6 $\pi/7$)		9相(2 $\pi/9$)		9相(6 $\pi/9$)	
极对数	幅值	极对数	幅值	极对数	幅值	极对数	幅值	极对数	幅值	极对数	幅值
p	1	3p	-1	p	1	3p	-1	p	1	3p	-1
9p	1/9	7p	-3/7	13p	11/13	11p	-3/11	17p	1/17	15p	-3/15
11p	-1/11	13p	3/13	15p	-1/15	17p	3/17	19p	-1/19	21p	3/21
19p	-1/19	17p	3/17	27p	-1/27	25p	3/25	35p	-1/35	33p	3/33
21p	1/21	23p	-3/23	29p	1/29	31p	-3/31	37p	1/37	39p	-3/39
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

从表5中可以看出,5相电机中当相电流之间的相位差从 $2\pi/5$ 变为 $6\pi/5$ 时,工作极对数将从p对极变为3p对极,但是磁动势谐波含量加重。同样的分析适用于更高相数的多相电机。

2 任意非正弦气隙磁密行波波形的实现

2.1 非正弦气隙磁密行波波形的特点

自从发现多相电机可以通过注入电流谐波,实现气隙磁密为非正弦行波,从而提高转矩密度这个事实

在公式(13)中, $a = \exp(j \times 2\pi/n)$, n个不对称相量 i_1, i_2, \dots, i_n 的第h+1个对称分量组为 $i_{sh}, a^{-h}i_{sh}, \dots, a^{h(n-1)}i_{sh}$ 。当非对称相量被转换成了对称相量,与前面相同的分析过程将同样适用于不对称多相电流存在的情形。

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s1} \\ i_{s2} \\ \vdots \\ i_{s,n-1} \end{bmatrix} = \frac{1}{n} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & a & a^2 & \dots & a^{n-1} \\ 1 & a^2 & a^4 & \dots & a^{2(n-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & a^{n-1} & a^{2(n-1)} & \dots & a^{(n-1)^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \quad (13)$$

当一台n相电机的定子相电流不对称时,与工作极对数不等的低次磁动势谐波将会出现并且会产生脉动转矩。假若只有零序相量组,那么将没有磁动势行波产生,只有驻波存在。当存在第h个对称分量 i_{sh} 时,意味着第h个对称分量组 $i_{sh}, a^{-h}i_{sh}, \dots, a^{-h(n-1)}i_{sh}$ 一定存在。这时,只有满足以下约束条件的磁动势行波存在:

$$v = p(kn \pm h) \quad k=0,1,2,\dots; h=0,1,2,\dots,n-1. \quad (14)$$

v除了要满足式(14)外,还必须是正奇数。显然,当相数越多时,对称分量的数目也越多,这就为多相电机的变极提供了另外一种方法:改变相邻相电流之间的相位差而不是改变电机端部接线方式。整理表1~3可得表5。

以来,众多电机研究学者就将其注意力聚焦在它上面。非正弦磁密行波波形在多相电机中实现,是由于多相电机中电流对称分量数目变多,改变相邻相电流之间的相位差就可以改变多相电机的工作极对数,当电流中存在基波、高次谐波并且它们各自的相邻相电流之间的相位差不一致时,就可以实现不同工作极对数的磁动势具有相同的旋转速度以及相位。当气隙磁密波形不是正弦波,而是平顶波、阶梯波时,理论分析表明

这样的气隙磁密行波的确可以提升转矩密度。然而,非正弦的行波波形是通过实验来优化各次谐波电流大小^[14],因此,有必要研究任意的一行波行的数学特点,从而在理论上对实际如何优化磁密波形给予支持。

图3所示为一种典型的磁密行波波形 $f(\Phi)$ 。假设行波的角速度为 ω_e/p ,通过观察发现,行波在不同的时刻 t_1 和 t_2 时,它们的波形是相同的。在 t_2 时刻的波形可以看成 t_1 时刻的波形向右移动了 $b = \omega_e/p(t_2 - t_1)$ 。这种特点在数学上可以表示为:

$$f(\Phi) = \sum_{k=1}^{k=\infty} (a_k \cos kp\Phi + b_k \sin kp\Phi) = \sum_{k=1}^{k=\infty} A_k \sin(kp\Phi + \Phi_k); \quad (15)$$

$$f(\Phi - b) = \sum_{k=1}^{k=\infty} (a_k \cos kp(\Phi - b) + b_k \sin kp(\Phi - b)) = \sum_{k=1}^{k=\infty} A_k \sin(kp(\Phi - b) + \Phi_k); \quad (16)$$

$$f(\Phi - \frac{\omega_e t}{p}) = \sum_{k=1}^{k=\infty} (a_k \cos kp(\Phi - \frac{\omega_e t}{p}) + b_k \sin kp(\Phi - \frac{\omega_e t}{p})) = \sum_{k=1}^{k=\infty} A_k \sin(k(\omega_e t - p\Phi) - \Phi_k). \quad (17)$$

式中: $f(\Phi)$ 的周期 $T = \lambda = 2\pi/p$, λ 为磁场行波波形的波长,代表的是机械角度,仅由电机的绕组结构决定; Φ_k 代表不同极对数时正弦行波的相位; a_k, b_k, A_k 为傅里叶系数。

根据式(17),可以看出非正弦形状的任意行波波形其本质是一系列具有相同转速、不同极对数的正弦行波的组成,且有:

$$\sin(k(\omega_e t - p\Phi) - \Phi_k) = \frac{2}{n} \left\{ \sum_{i=1}^n \sin(k\omega_e t - \frac{2k\pi}{n}(i-1) - \Phi_k) \cdot \cos(kp(\Phi - \frac{2\pi}{np}(i-1))) \right\}. \quad (18)$$

式中: $k \neq cn, c = 1, 2, 3, \dots$ 。

联立式(11),式(14)~(18)就可以知道如何控制定子电流逼近任意形状的行波。由式(17)~(18)可知,要想构造非正弦的磁场行波,高次电流时间谐波必须注入。在现实中必须承认任意行波波形只能逼近,无法合成,这是由于定子有限的相数,由逆变器控制输出的电流波形不可能没有高次谐波,一种频率的电流可以产生多种高次的磁动势行波谐波(表1~4)。这

些高次的磁动势行波谐波只会产生脉动的转矩,增加功率损耗。鉴于以上因素,我们可以利用的电流高次谐波次数并不是很多。

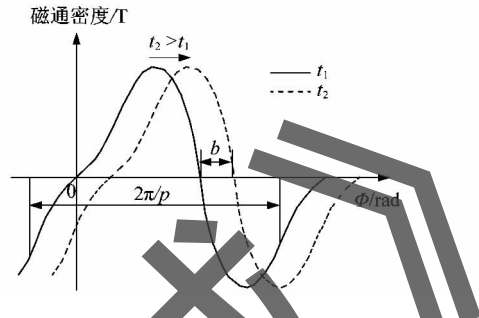


图3 电机磁动势谐波分析中典型的磁密行波波形
Figure 3 Typical flux density travelling wave in MMF harmonics analysis of electrical machines

2.2 非正弦气隙磁密导致的电流过冲现象

仅从改善气隙磁密这一点来看,需要磁密波形逼近方波如图4所示。但是,从磁动势分析的结论可知,逼近方波要求集中整距绕组感应电机中的电流谐波幅值满足 $I_1 = -I_3 = I_5 = \dots, \Phi_1 = \Phi_3 = \Phi_5 = \dots = 0$ 。这样的话,电流在零点附近会有尖峰出现。这一点既可以从图5的理论分析结果中看出,也得到了图6^[15]实验波形的验证。

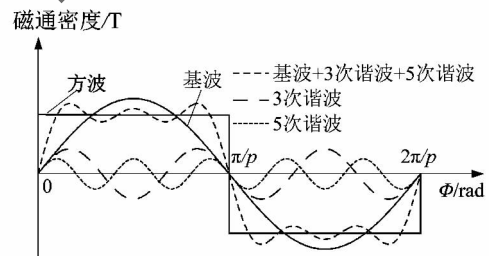


图4 方波波形及其傅里叶级数

Figure 4 Square wave and its Fourier series

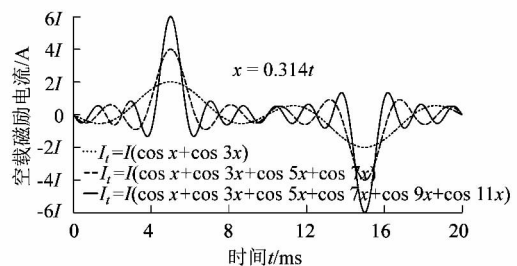


图5 空载时定子电流的预测波形

Figure 5 Predictive wave of stator current at no load

图6(b)所示是110 kW九相集中整距绕组电机在空载、外施加电压为900 V,50 Hz的图6(a)中方波电压下电流的波形,和图5有一定差别的原因是实验电

流波形中1次,3次,5次和7次谐波的幅值和相位与理论上预测的并不完全一致,这可以从图5空载电流表达式和表6中的结果比较分析看出。通过在电流峰值处进行FFT分析,表6列出了实验测量得到的电压,空载电流基波(频率为50 Hz),3次,5次和7次谐波的幅值(有效值),相位(采用余弦函数时的相位),频率。

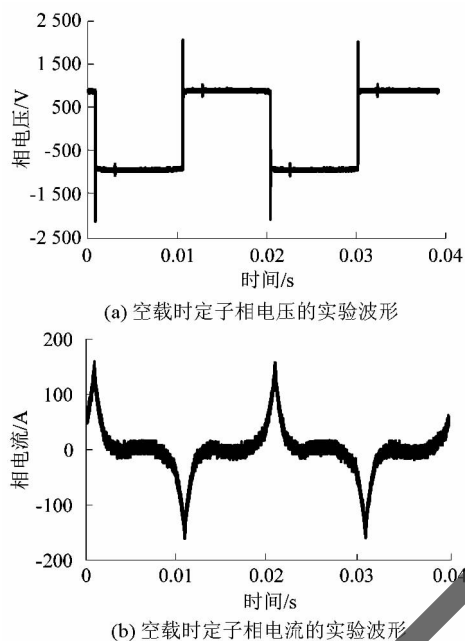


图6 实验波形

Figure 6 Experimental wave

表6 空载电压和电流的FFT分析结果

Table 6 FFT analyzed results of phase voltage and current at no load

频率/Hz	电压/V	电压相位/(°)	电流/A	电流相位/(°)
50	820.15	89.515	28.74	0.414
150	271.68	88.262	22.38	9.709
250	161.65	87.020	13.20	2.673
350	115.17	85.820	8.92	3.314

从表6中可以看出,方波电压供电下的空载励磁电流相位已经比较接近理想波形,适当的微调电压相位就可以使得励磁电流中的各次谐波相位保持一致。

3 结论

本文从单根载流导体产生的磁动势波形分析出发,运用双重傅里叶级数和多相对称变换推导出了任意相数、不对称、包含任意高次谐波电流波形激励的具有典型绕组结构的多相电机的磁动势分布的表达式。由于非正弦任意气隙磁密行波波形的合成依赖于多相电机可以通过变电流相位来实现变极这一特点,在研究了任意波形的一维行波数学特点的基础上,给出了

控制多相电机相电流中基波、高次谐波的幅值和相位大小来实现任意波形的非正弦行波的方法。任意气隙磁密行波波形的特点甚至可以将电机磁路的饱和因素考虑在内。最后,根据多相电机磁动势表达式和任意一维行波合成方法,预测了气隙磁密逼近方波时电流的幅值、相位和频率。理论分析表明:非正弦的气隙磁密伴随着定子电流尖峰的出现,方波供电下的励磁电流波形已经比较接近理想波形,仍需微调各次谐波电压的相位从而使得励磁电流波形中各次谐波电流完全一致。

参考文献:

- [1] LEVI E. Multiphase electric machines for variable-speed applications [J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2008, 55(5): 1893 - 1909.
- [2] LEVI E, BOJCI R, PROFUMO F, et al. Multiphase induction motor drives: a technology status review [J]. Electric power applications, 2007, 1(4): 489 - 516.
- [3] TOLYAT H A, LIPO T A, WHITE J C. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications; part 1 motor analysis [J]. IEEE transactions on energy convers, 1991, 6(4): 679 - 683.
- [4] TOLYAT H A, LIPO T A, WHITE J C. Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications; part 2 motor design and performance [J]. IEEE transactions on energy convers, 1991, 6(4): 684 - 692.
- [5] LIPO T A. Analysis of synchronous machines [M]. 2nd ed. Boca Raton: Taylor & Francis, CRC Press, 2012.
- [6] TOLYAT H A, NANDI S, CHOI S, et al. Electric machines: modeling, condition monitoring, and fault diagnosis [M]. Boca Raton: Taylor & Francis, CRC Press, 2013.
- [7] GRAHAM Q. The m. m. f. wave of polyphase windings with special reference to sub-synchronous harmonics [J]. IEEE transactions of the American institute of electrical engineers, 1927, 46: 19 - 29.
- [8] HELLER B, HAMATA V. Harmonic field effects in induction machines [M]. Amsterdam: Elsevier Scientific Pub Lishing Co., 1977.
- [9] ALGER P L. Induction machines: their behavior and uses [M]. Surich, Switzerland: Gordon and Breach Science Publishers Ltd., 1971.
- [10] 许实章. 交流电机的绕组理论 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1985.
- [11] SCHMITZ N L, NOVOTNY D W. Introductory electromechanics [M]. New York: Ronald Press, 1965.
- [12] LYON W V. Applications of the method of symmetrical components [M]. New York: McGraw-Hill, 1937.
- [13] WHITE D C, WOODSON H H. Electromechanical energy conversion [M]. New York: Wiley, 1964.
- [14] XU H, TOLYAT H, PETERSEN L J. Rotor field oriented control of five-phase induction motor with the combined fundamental and third harmonic currents [C] // IEEE Applied Power Electronics Conference APEC. Anaheim, CA: IEEE, 2001: 392 - 398.
- [15] 蔡卓剑, 赵荣祥, 汪疆生, 等. 一种多相异步电机的通用数学模型 [J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(15): 1 - 10.